

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-051589

(43)Date of publication of application : 15.02.2002

(51)Int.Cl.

H02P 7/63

H02P 21/00

H02P 6/06

H02P 7/05

(21)Application number : 2000-230570

(71)Applicant : TAKAHASHI ISAO

(22)Date of filing : 31.07.2000

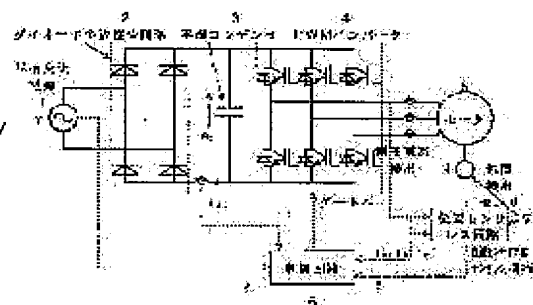
(72)Inventor : TAKAHASHI ISAO

(54) CONTROLLER FOR INVERTER FOR DRIVE OF MOTOR

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a controller for a motor which does not much affect efficiency even if ripple occurs sharply, and an inverter for drive of the motor, which controls the currents of the d and q axes of the motor so that the the input current i may become sine waves as far as possible by letting a current ed contain ripple intentionally and controlling it.

SOLUTION: This controller for an inverter for drive of a motor improves the input power factor of a diode full wave rectifying circuit 2 and the waveform, by controlling the torque of a motor 5 in advance, with the frequency double the power source, by means of a single-phase diode full wave rectifying circuit 2 which receives the input of a single-phase AC power source 1, a small-capacity smoothing capacitor 3 about one hundredth the smoothing capacitor for a conventional diode full wave rectifying circuit connected to this, and 8 control circuit 6 composed of a PWM inverter circuit 4 for control and a motor 5.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2002-51589

(P2002-51589A)

(43) 公開日 平成14年2月15日 (2002.2.15)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	ターコード* (参考)
H 0 2 P 7/63	3 0 3	H 0 2 P 7/63	3 0 3 V 5 H 5 5 0
21/00		5/408	C 5 H 5 6 0
6/06		6/02	3 4 1 Z 5 H 5 7 6
7/05		7/00	5 0 1

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願2000-230570 (P2000-230570)

(22) 出願日 平成12年7月31日 (2000.7.31)

特許法第30条第1項適用申請有り 平成12年3月21日～
24日 社団法人電気学会開催の「平成12年電気学会全国
大会」において文書をもって発表

(71) 出願人 000168850

高橋 勲

新潟県長岡市北山4丁目463番地

(72) 発明者 高橋 勲

新潟県長岡市北山4丁目463番地

(74) 代理人 100091373

弁理士 吉井 剛 (外1名)

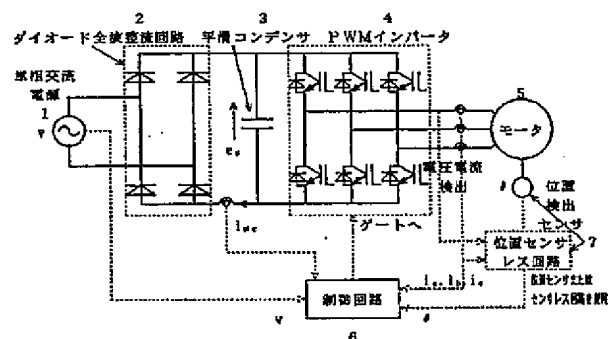
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 モータ駆動用インバータの制御装置

(57) 【要約】

【課題】 リプルが大幅に発生しても効率低下に影響の少ないモータとリプルを e_d に故意に含ませ制御し入力電流 i が出来るだけ正弦波になるようモータの d , q 軸電流制御するモータ駆動用インバータの制御装置を提供すること。

【解決手段】 単相交流電源1を入力とする単相ダイオード全波整流回路2と、これに接続される従来のダイオード全波整流回路用の平滑コンデンサの1/100程度の小容量平滑コンデンサ3と、制御用PWMインバータ4とモータ5とで構成された制御回路6とによって、あらかじめモータ5のトルクを電源の2倍の周波数で制御することにより、ダイオード全波整流回路2の入力力率と波形の改善を実現するモータ駆動用インバータの制御装置。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 単相交流電源を入力とする単相ダイオード全波整流回路と、これに接続される従来のダイオード全波整流回路用の平滑コンデンサの $1/100$ 程度の小容量平滑コンデンサと、制御用 PWM インバータとモータとで構成された制御回路とによって、あらかじめモータのトルクを電源の 2 倍の周波数で制御することにより、ダイオード全波整流回路の入力力率と波形の改善を実現することを特徴とするモータ駆動用インバータの制御装置。

【請求項 2】 単相交流電源を入力とする単相ダイオード全波整流回路と、これに接続される従来のダイオード全波整流回路用の平滑コンデンサの $1/100$ 程度の小容量平滑コンデンサと、制御用 PWM インバータとモータとで構成された制御回路によって、あらかじめモータの界磁を電源の 2 倍の周波数で制御することにより、ダイオード全波整流回路の電流導通幅を広げ入力力率と波形の改善を実現することを特徴とするモータ駆動用インバータの制御装置。

【請求項 3】 請求項 1 または請求項 2 において、前記モータに内部磁石形同期モータカリラクタンスモータを用い、このモータの端子電圧を電源の 2 倍の周波数で脈動させても損失が大幅に増加しないように構成したことを特徴とするモータ駆動用インバータの制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 この発明は単相ダイオード整流回路を持つ PWM インバータで駆動される内部磁石形同期モータカリラクタンスモータの単相ダイオード整流回路の力率改善用リアクトル（または平滑リアクトル）を除去し、かつ平滑コンデンサを極小小さくし故意に直流リンク電圧に電源の 2 倍の周波数のリップルを発生させ入力電流波形改善と高力率化を実現するためのモータ駆動用インバータの制御装置に関するもので、三相電源を使用するものや高速トルク制御が必要なサーボには使用できなく定常的なトルクを必要とする小容量の一般動力用にしか使用できないが、単相電源を多く使用する家電分野、小型産業用モータ駆動システムにおいては小型・軽量、長寿命、低安価、高効率を実現される極めて有利なモータ駆動用インバータの制御装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 図 10 は現在最も多く使用されている単相交流電源 10 の入力に力率改善用リアクトル 11 を用い、コンデンサ入力ダイオード整流回路 12 の入力力率改善を行なう回路である。この回路はリアクトル 11 は重くかつサイズが大きくまた十分な波形改善が得にくく現在の高調波規制を満足するものは難しい。現在最良のものでも力率が $80 \sim 85\%$ 程度でかつ高調波成分が大きい。

【0003】 また、この整流回路では PWM インバータ

14 で駆動される誘導モータか永久磁石モータ 15 が多く用いられてるがモータの特性改善のため直流リンク電圧のリップルを抑えるため大きな平滑コンデンサ 13 が使用されることが多い。このとき、ダイオードには入力電圧のピーク付近の短い区間のみ大きな電流が流れる。このため、リアクトル 11 が小さいと電流波形は尖った波形となり多くの高調波を含むので大きな電力障害となる。

【0004】 倍電圧整流回路のコンデンサ 16 を挿入すれば、波形、力率改善効果があるが、電流容量の大電流容量電解コンデンサが必要のため高価でかつその寿命も短い。

【0005】 単相電源は 100V 系、 200V 系が多く、インバータ素子の経済的な観点から直流リンク電圧 ed が $250 \sim 350\text{V}$ 程度が多く使用されている。このため、 200V 系では倍電圧整流回路の採用（直流リンク電圧 500V 以上）は難しく全波整流回路が用いられることが多い。

【0006】 倍電圧整流回路の電源に直列に大きなリアクトルを挿入すると波形はそれなりに改善されるがせいぜい 90% で、このインピーダンスでの電圧降下のために電圧変動率が多くなり PWM インバータの制御に障害をもたらし、かつ効率も悪化する。

【0007】 リアクトル 11 の小さな場合は電源投入時、電解コンデンサ 13 を充電するため大きな突入電流が流れるので何らかのコンデンサ充電回路 17 が必要である。

【0008】 図 11 のように高調波規制値を満足させるための単相電源 20 を持つ、ダイオード整流回路 21 と電解コンデンサ 23 との間にアクティブフィルタ 22 を挿入し、入力電流を瞬時制御することにより入力電圧 v と同相な入力電流 i を正弦波化するものがある。この回路ではほぼ 100% (99% 以上) の高力率が得られ理想的なものであるが、余分のスイッチング素子を含むので、効率、価格、サイズ、電源に対するノイズの点で劣るのが欠点である。

【0009】 また、大容量電解コンデンサ 23 を使用しなければならず寿命、価格、サイズ、コンデンサ充電回路等の点に問題を残している。モータ 25 はインバータ 24 の直流リンク電源にリップルが少ないように設計されている。この回路もアクティブフィルタのインダクタンスが小さく設計されているためスイッチ投入時、大きな突入電流が流れるため電解コンデンサ 23 の充電回路 26 が必修である。

【0010】 このように従来の回路は価格、寿命、効率、重量、サイズの点に問題があった。

【0011】 しかし、これらはシステム構成上最優先としなければならない事項である。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】 図 1 で示すようなダイオード全波整流回路では入力電圧の絶対値 $|v|$ が直流リンク電圧 ed より大きく ($|v| > ed$) ならないと電流が流

れない。

【0013】図2(a)はこの入力電流 i と $|v|$, e_d の関係を示した波形の一例である。この図のように平滑コンデンサが大きく整流回路の出力 e_d のリプルが小さい場合は入力電流 i は尖った波形となるので高調波成分が多く波形が悪い。

【0014】図2(b)は平滑コンデンサを小さく設定し、 e_d に大きなリプルを発生するようにしたものである。この場合は $|v| \approx e_d$ の領域が多くなりその部分ではダイオードも導通するので電流導通幅が図(a)の場合より広くなり電流波形も図のように改善されることがわかる。しかし、このようなインバータ入力でモータを駆動すると、モータによっては図2(a)のようにリプルが発生しにくく、波形が改善されなかったり、高調波のため大幅なモータ効率低下の原因となる。

【0015】本発明は大きなリプルを発生できかつ効率低下に大きな影響のないモータとその制御による入力電流の波形改善を図るものである。

【0016】 e_d にリプルの発生しにくいモータの原因はモータの界磁（ギャップ磁界）があまり変化できないからで例えば表面磁石形モータはこの部類に入る。

【0017】効率が低下する原因は回転子に短絡巻線（誘導機、同期機のダンパ巻線）を有するものでこれらのモータは使用できない。

【0018】・表面磁石形モータの場合は、現在ブラシレスモータなどに多く用いられているモータで、直流リンク電圧にリプルを含んでも効率に対する影響は少ないモータのひとつである。しかし、ここで使用する弱め界磁を行なうには過大な d 軸の弱め界磁電流を必要とする。すなわち、誘導起電力を大幅に変化できないため大きな電解コンデンサを直流リンクに接続した場合と同様に尖った電流波形となり力率改善に対する寄与は少ない。

【0019】・誘導モータの場合は、現在最も多く使用されている交流モータであるが電源に2倍で変化する直流電源で運転するとインバータ出力には、直流リンク電圧 e_d を包絡線とする振幅変調された電圧が発生するため、（出力平均周波数 $\pm 2 \times$ 電源周波数）の周波数の高調波を多く含みモータの致命的な効率低下となる。

【0020】これは、この高調波成分が回転子に過大な高調波電流を流すことになり銅損が増加するからである。10～20%の効率低下が見られるであろう。

【0021】・ダンパ巻線付同期モータの場合は、この場合も誘導モータと同じように界磁側に短絡巻線を持つのでリプルの多い直流電源で駆動すると効率が低下する。また、誘導モータのように熱的に余裕をもって設計していないからダンパ巻線に大きな短絡的な電流が流れるため焼損に至るであろう。しかし、従来の方式に比べ力率は改善される。

【0022】リプルが直流リンク電圧に重畳され、イン

バータの出力電圧が直流電圧を包絡線とする三相交流電圧となっても、波形の影響の少ないモータとその制御法が課題である。

【0023】従って、本発明の目的は、このようなリプルが大幅に発生しても効率低下に影響の少ないモータとリプルを e_d に故意に含ませ制御し入力電流 i が出来るだけ正弦波になるようにモータの d 、 q 軸電流制御をするモータ駆動用インバータの制御装置に関するものである。

10 【0024】即ち、本発明は、従来の单相電源を持つダイオード全波整流回路において、入力リアクトルを除去し、かつ小容量の平滑コンデンサ（従来の1/100程度）を使用することにより容易に直流リンク電圧にリプルが発生できるようにし、モータの d 、 q 軸電流により入力電流の波形、力率改善を行なうことを目的とする。また、このリプルのため、効率の低下の少ないモータの構造と波形、力率改善に関する制御法の実現も一つの目的である。

20 【0025】これにより、リアクトルレス、フィルム等の長寿命コンデンサが使用でき小型・軽量、長寿命、低価格、高効率化が可能となる。また、スイッチ投入時コンデンサが小さいため特別の充電回路を必要としない簡単な回路構成となる。

【0026】

【課題を解決するための手段】添付図面を参照して本発明の要旨を説明する。

30 【0027】单相交流電源1を入力とする单相ダイオード全波整流回路2と、これに接続される従来のダイオード全波整流回路用の平滑コンデンサの1/100程度の小容量平滑コンデンサ3と、制御用PWMインバータ4とモータ5とで構成された制御回路6とによって、あらかじめモータ5のトルクを電源の2倍の周波数で制御することにより、ダイオード全波整流回路2の入力力率と波形の改善を実現することを特徴とするモータ駆動用インバータの制御装置に係るものである。

40 【0028】また、单相交流電源1を入力とする单相ダイオード全波整流回路2と、これに接続される従来のダイオード全波整流回路用の平滑コンデンサの1/100程度の小容量平滑コンデンサ3と、制御用PWMインバータ4とモータ5とで構成された制御回路6によって、あらかじめモータ5の界磁を電源の2倍の周波数で制御することにより、ダイオード全波整流回路2の電流導通幅を広げ入力力率と波形の改善を実現することを特徴とするモータ駆動用インバータの制御装置に係るものである。

50 【0029】また、請求項1または請求項2において、前記モータ5に内部磁石形同期モータカリラクタンスモータを用い、このモータ5の端子電圧を電源の2倍の周波数で脈動させても損失が大幅に増加しないように構成したことを特徴とするモータ駆動用インバータの制御装

置に係るものである。

【0030】

【発明の実施の形態】好適と考える本発明の実施の形態（発明をどのように実施するか）を、図面に基づいてその作用効果を示して簡単に説明する。

【0031】直流リンク電圧 e_d のリプルが多くとも効率に影響の少ないモータがあり、高速制御を併用することにより大きな効率低下なくリプルの制御で増強することができる。これを実現できるモータには次のようなものがある。

【0032】・内部磁石形同期モータ

d 軸、q 軸インダクタンス比 L_q/L_d が大きく設計できるので弱め界磁によりモータの誘導起電力を大幅に減らすことができる。現在では、3～5倍弱め界磁が可能となっている。

【0033】これを用いると d 軸電流(i_d)制御により誘導起電力が 3～5 倍制御可能である。これは、 e_d を最大値の 33% (1/3), 20% (1/5) にしても入力電流が流れることを意味しリプル電圧を大幅に増加できる。

【0034】しかし、弱め界磁を電源の 2 倍の周波数で高速に行なわなければならないため、これに關する d 軸インダクタンス L_d の値が小さくなければならない。幸いなことにこのモータは d 軸に永久磁石を有し、ここにフィライト、ネオジウム・ボロン等の材料を使用しているので、これらの透磁率は真空のものとはほぼ同一であるから、ギャップの大きなモータと見ることができ L_d は小さい。実際のモータでは、電源の 2 倍の角周波数 2ω におけるインピーダンス降下 $2\omega L_d i_d$ は i_d が定格電流の場合でも定格電圧の 20% 以下であり十分制御可能である。

【0035】巻線には電源の 2 倍の周波数で変調された脈動的な電流も流れるため銅損は増加するが単相誘導モータ程度の銅損で実際には問題はない。鉄損も単相誘導モータの鉄損と大差はないであろう。これらの点から、効率低下による問題は少ない。

【0036】・リラクタンスモータ

このモータは界磁は d 軸電流で作られるため零から界磁を調整できるため 0 から電圧制御は可能である。また、インダクタンス比 L_q/L_d が大きく上記のモータと同一の特性を得ることができる。しかし、従来使用されたことのある回転子が塊状鉄心で作られているものは界磁が高速で変化すると鉄心に渦電流がながれ損失を増し、かつ界磁調整の過渡特性を悪化させるので積層鉄心で作られ、かつ、鉄損が少ないものに限定される。

【0037】このようなモータを用いてリプル電圧を発生させるにはモータの端子電圧をモータの d 軸電流を用いた高速界磁制御の手法を用いて電源の 2 倍の周波数に変調できればよい。このような高速励磁が一般の機器で可能か、その手法はどうか、が問題であった。幸い、前

述のように、このモータでは d 軸インダクタンスは小さく、またここでは高速モータを対象としているため電源の 2 倍程度の周波数なら十分制御可能であることがわかった。

【0038】これらのモータを使用すると小さな d 軸電流または電圧でモータの界磁の大きさを高速電流制御可能である。もし、電源の周波数の 2 倍で制御できるとモータの誘導起電力を電源周波数の 2 倍に変調できる。このときモータの三相端子電圧の包絡線が電源の 2 倍の周波数で変化する。また、直流リンク電圧も 2 倍のリプルが重畳されるのでダイオードの導通範囲が広くなり高力率制御が可能となる。

【0039】図 3 この回路の原理を示す波形ある。インバータの出力である三相交流電圧（例えば v_{ab} ）は図のように直流リンク電圧 e_d で振幅変調されたような波形になるから、整流回路の直流リンク電圧 e_d はこの図のような包絡線となるので、リプルを多く含み入力電流の導通幅が広くでき入力電流波形が正弦波に近づけることができる。

20 【0040】請求項 1 を達成するために、モータのトルク分電流に相当する q 軸電流 i_q を電源の 2 倍の周波数で変調し、故意に電源周波数の 2 倍の脈動トルクを発生させる。この電流は直流リンク電流 i_d とほぼ比例したものであるためこの電流に追従させるか、 $|v|$ の波形で変調したものを使用する。

30 【0041】請求項 2 を達成するため、整流回路はなるべくリプルが多く発生するよう入力リアクトルを除き、できるだけ小容量の平滑コンデンサを用いる。このコンデンサはインバータのスイッチングに伴う高調波をバイパスさせる程度のもので良く従来の 1/100 程度でよい。

【0042】モータの誘導起電力はモータのギャップ磁束と回転速度に比例するから、回転速度を一定とすればモータのギャップ磁束を $|v|$ にできるだけ近くなるよう、 $|v|$ の低い瞬時まで追従することが必要である。これには、磁束制御を $|v|$ の波形に追従して制御しなければならない。

40 【0043】請求項 3 を達成するためには直流リンク電圧にリプルを多く発生させてもそれによる損失増加の少ないモータが必要である。これには上述のごとく、内部磁石形同期モータとリラクタンスモータがある。これらのモータの q 軸電流と d 軸磁束を故意に電源の絶対値で変化させ定常的な高精度のトルク制御を実現するとともに、入力電流の正弦波追従制御を高速化すると共に誘導起電力の制御を行なうことにより $|v|$ の低い領域まで入力電流を制御できるようにする。

50 【0044】これには、内部磁石形同期モータの場合は d、q 軸インダクタンス比、 L_q/L_d の大きなもの、特に L_d の値の小さなモータを使用すると弱め界磁及び高速界磁電流制御が容易である。

【0045】リラクタンスモータの場合は界磁が0から制御できるので理論的には100%の力率が得られる。

【0046】また、モータは上記のように銅損、鉄損の大幅な増加はなく、従来のシステムより全体の効率は改善される。モータの構造としては界磁が高速に変化するので回転子鉄心は塊状でなく積層され鉄損が小さな材料で作る必要がある。しかし、現在の高速モータはこのよ

$$v \cdot i = \omega_m \cdot T \quad (\omega_m: \text{モータ回転角速度} \quad T: \text{トルク})$$

が成り立ち、回転数を一定とするトルクは、同相の $v=V \sin \omega t$, $i=i_m \sin \omega t$ とすれば、

$$T = (V_m I_m / \omega_m) \sin^2 \omega t = (V_m I_m / \omega_m) (\sin \omega t)^2$$

となる。

【0050】また、理想的には誘導起電力が入力電圧の絶対値 $|v|$ に近い波形で制御したいためモータのd軸磁束 ϕ_d もほぼこの値に従って変化する。モータのトルクTは、

【0051】

【数3】

$$T = \phi_d i_q$$

で表わされるから

【数4】

$$T = k |i| = k' i_q \quad (k, k': \text{定数})$$

【0052】である。即ち、直流リンク電流をモータのq軸電流に追従して制御するか、q軸電流を $|v|$ の波形で変調した指令値に従って制御すれば良いことになる。

【0053】この制御ではあらかじめq軸電流を上記のように 2ω の周波数で変調し、制御の高速化、高精度化を目的としている。

【0054】請求項2を実現するため $|v|$ の低い瞬間において、界磁を弱め、モータの誘導起電力を減せればこの領域においても電流を制御できるようにしなければならない。それには、広い電圧範囲でしかも電源の2倍の周波数の高速で誘導起電力を瞬時制御できるようなモータとその高速界磁制御が必要となる。

【0055】内部磁石形同期モータは最近では3~5倍弱め界磁が可能となりこれを使用すれば99%程度の力率が得られる。以下これについて説明しよう。

【0056】図4が内部磁石形同期モータの弱め界磁制御による波形を示したものである。このモータでは効率の点から弱め界磁の限度がありその時の最小誘導起電力を V_m 、最大を V_M とする。 $|v| < V_m$ の領域ではダイオードが非導通となり $i=0$ となるので、入力電流波形は一部導通しない正弦波となる。

【0057】図5がこの波形の力率改善効果を計算したものである。

【0058】力率(総合力率) $\cos \phi$ は図4の e_d の最大値と最小値の比を弱め界磁率(V_m/V_M)とすれば式(4)

*うな鉄心で作られることが多く電源の2倍程度の周波数領域までは効率が落ちることなく十分耐える。

【0047】請求項1において、トルクTは損失とリアクトルに貯えられるエネルギーを無視すると、電気入力=機械出力となるから、

【0048】

【数1】

※【0049】

※10 【数2】

のように表わされる。

【0059】

【数5】

$$\cos(\alpha/2) = V_m/V_M \quad \cos \phi = (\alpha + \sin \alpha)/\alpha$$

(α : 電流導通角)

この計算結果をより、弱め界磁率(V_m/V_M)が2以上であれば97%以上の力率が得られることがわかる。現在ではこの値が3以上が容易得られるため力率は99%以上になる。

【0060】リラクタンスモータは図の V_m が0までできるため、理論的には100%の力率が得られる。

【0061】これらは、現在の高調波、力率の規制値を十分満足し有効な手段とすることができる。

【0062】またこれには、 e_d のリプルをできるだけ大きく制御しなければならないので、入力リアクトルLを除去し、かつ平滑コンデンサCをできるだけ減らせば良い。これにより、コンデンサに長寿命、小形・軽量、低損失のフィルムコンデンサが使用でき、リアクトルの損失もなくなるので更に高効率となる。

【0063】また、コンデンサ容量の激減のため(容量: 1/100) 従来必要だったスイッチオン時の電解コンデンサ突入電流防止回路も不要となる。

【0064】請求項3については、モータ端子電圧が直流リンク電圧を包絡線とする電源の2倍の周波数で変調されるので効率に関してこれに影響の少ないモータが必要である。

【0065】図3のような電圧でも効率低下の少ないモータには永久磁石形同期モータとリラクタンスモータがある。銅損、鉄損の少しの増加以外は損失の要素となるものがないからである。しかし、表面磁石形同期モータは減磁に大きな電流を必要とし得策ではなく内部磁石形同期モータで本発明は実現できる。

【0066】この界磁制御を高速に実現するにはd軸インダクタンスが小さいことが必要であるがこのような内部磁石形同期モータで高速回転(数千rpm)のものは定格電圧の20%以下の電圧で界磁制御が可能である。リラクタンスモータの場合は0より界磁制御ができるので

問題はない。

【0067】本システムの欠点として、電流の脈動が大きくなるため以下のような欠点を有する。

【0068】1. モータの銅損が増加する。しかし、1.5倍程度であり、全体の損失から見れば従来のものより高効率となる。

【0069】2. 鉄損は従来のものと大差はないが、磁束密度が電圧のピーク値に比例するため一般より大きな鉄心を必要とする、これらから、モータの体格は大きくなる。

【0070】3. 電源の2倍の脈動トルクが生じるため、回転むら、騒音が生じる。これも、単相交流モータなみで多くの場合使用にできるモータである。実際単相交流モータも入力電圧、電流が正弦波であるの電力は電源の2倍の周波数で変化し、定常回転では2倍の周波数のトルク脈動が生じている。これにより騒音が若干増加する。

【0071】しかし、単相電源で動作させなければならない小型モータドライブシステムにおいては上記の欠点を上回る効果は期待できる。

$$T = \psi_a i_q + (L_d - L_q) i_d i_q$$

* 20

ψ_a : 磁石による磁束鎖交数

リラクタンスモータの場合は0

i_d, i_q : モータのd, q軸電流

i_d, i_q が電源の2倍の周波数をもつ脈動電流のためトルクTは電源の2倍の周波数成分を含む脈動トルクとなる。

【0077】ここでは、指令値は平均トルクT*のなっているが実際は単相モータの場合と同じように電源の2倍の周波数の脈動トルクが生じている。これらのモータは、界磁制御によりすなわち i_d を減少させることにより誘導起電力 $e_o = \phi_a + L_d i_d$ は減少し、 $|v| < e_o$ とすれば電流を流せるからインバータの直流リンク電流 i_{dc} を正弦波状に制御することができる。しかし、内部磁石形同期モータの場合は e_o を0にできないため、電流が制御できない区間を生じるが、リラクタンスモータの場合は全領域で正弦波電流制御が可能である。

【0078】直流リンク電流 i_{dc} がなるべく直流リンク電圧 e_d に近くなるよう制御するため、 i_q^* も電源の2倍の周波数で変調したほうが良く、絶対値回路6aを用いている。

【0079】以下、2種の回路例について説明しよう。

【0080】図7(a)の回路は、d, q軸の定常的な電流指令値 i_d^*, i_q^* を演算するq軸電流は係数K6b1を通した後、乗算器6b5を用い絶対値6a出力で変調し、PI回路6b2で直流電流 i_{dc} に追従させることにより指令値 i_q^* を得ている。

【0081】一方、d軸電流指令値 i_d^* は、ローパスフィルタLPF6b3を用い、vの平均値Vと ω, i_q^* より、(数7)に従って演算回路6b4で求めている。こ

* 【0072】

【実施例】本発明の具体的な実施例について図面に基づいて説明する。

【0073】図6が主回路の制御回路6を詳細に示したものである。

【0074】この回路は、平均トルク指令T*, 絶対値回路6aの入力電圧v, 直流リンク電流 i_{dc} , モータの回転角速度 ω を入力とするd, q軸電流指令値 i_d^*, i_q^* を演算する i_d^*, i_q^* 演算回路6b, これとモータのd, q軸電流と比較しd, q軸電圧指令値 v_d^*, v_q^* を演算する電流制御回路6c, 実際のモータの座標系とd-q座標系の変換をする回転座標変換6d1, 6d2, インバータを制御するゲート制御回路6fより構成されている。

【0075】この中で特に、 i_d^*, i_q^* 演算回路6bは本特許特有の回路で以下これについて説明する。トルクTは次の式で表わされる。

【0076】

【数6】

* 20

ψ_a : 磁石による磁束鎖交数

リラクタンスモータの場合は0

i_d, i_q : モータのd, q軸電流

の式は最小の界磁電流で電流を流しうる値を演算したものである。

【0082】

【数7】

$$i_d^* = \frac{\psi_a}{L_d} + \frac{1}{L_d} \sqrt{\frac{v^2}{\omega^2} - (L_q i_q^*)^2}$$

この出力を絶対値回路6aの出力で変調し指令値を得る。これらのd, q軸指令値は実際のモータのd, q軸電流とPI回路6cで比較され電圧指令値 v_d^*, v_q^* となる。

【0083】q軸電流はトルク分電流であるから、磁束もほぼ直流リンク電圧 e_d と同様な変化が期待できるので電流を正弦波にするには e_d と同一波形で変調すれば良い。効率最大等の場合はこれがこの関数を変えれば実現できる。

【0084】図7(b)の回路は、q軸電流を $|v|$ で変調し指令値 i_q^* を得る回路である。d軸電流は i_{dc} とPI回路6b7で比較することにより、界磁電流が定まり入力電流を正弦波化できる回路である。これらの指令値は

(a)図と同様にPI回路6cを v_q^*, v_d^* が得られるこの回路は簡単にd軸界磁制御により入力電流を正弦波化する回路で波形が良好である。

【0085】電流制御回路6cはd軸、q軸電流よりPI回路等で電圧の指令値 v_d^*, v_q^* を求める回路である。

【0086】図8は回転座標変換の部分でこれではd-q座標系(直流レベル)で行なっていた座標系を実際の回転座標系に相互変換するものである。これは、一般に使用されているモータ軸の電気角 θ を用いて、 \sin \cos 関数を用いて変換する(6d1, 6d2)。

【0087】これによりPWMインバータの電圧指令値 v_a^* , v_b^* , v_c^* を求めることができる。

【0088】座標変換回路は高速の乗算を多数必要とするので高速マイクロコンピュータ、DSP等の使用が考えられる。システムは、これらの素子を用いた制御法になるであろう。

【0089】図6のゲート制御回路6fはIGBTインバータ等のゲートを三相電圧指令値 v_a^* , v_b^* , v_c^* に従って制御するもので、一般の制御法で良く三角波キャリア変調等のPWM制御の手法が用いられる。

【0090】位置検出センサ7はモータ軸に設置されたパルスエンコーダ等を使用するか、モータの端子線圧、電流より演算するセンサレスの手段を用いる。

【0091】図9が内部磁石形同期モータについてシミュレーションした結果である。制御法については図7(a)の制御法を採用している。

【0092】図9(a)はここで用いたモータの仕様で200V, 1.5kW, 7200rpmのモータである。d, q軸インダクタンス比 $L_q/L_d = 1.67$ の比較的小さな値のものであるが、入力効率97%が得られている。

【0093】これに使用した平滑コンデンサは20 μ Fで従来の单相200V系では2000 μ F程度が使用されているので従来の1/100程度の小容量である。電源のインダクタンスは0.1mHでこれは電源の内部インダクタンスに匹敵する大きさである。

【0094】図9(b)は直流リンク電圧 e_d と、入力電流波形を示したものである。弱め界磁率(e_d の最大値と最小値の比)は2である。このときの効率率は97%で非常に良い。弱め界磁率を上げるようにモータを設計することにより更に効率改善が期待できる。この程度でも高調波規制値は完全に満足されている。

【0095】図9(c)は回転速度の脈動で、脈動トルクに起因する回転速度の脈動で小さい。

【0096】図9(d)はトルク T の脈動で電源の2倍の周波数で断続的に脈動していることがわかる。

【0097】図9(e)はモータのa, b相間の端子電圧波形である。この包絡線が図3のように電源の2倍の周波数で脈動していることがわかる。

【0098】

【発明の効果】本発明は上述のように構成したから、単相全波ダイオード整流回路の効率改善用リアクトルが不要となり、かつ平滑コンデンサが従来の1/100程度となるので、インバータ部分は従来の1/2程度の大きさとなり大幅な小型化が期待できる。また、重量の大きなリアクトルが除去できるため1/3程度の軽量化が期

待できる。

【0099】リアクトルの損失は大きく3~5%の効率低下の原因となっていたがこれらがなくなるのでモータの損失が若干(2%程度)低下するが全システムとして効率が改善される。

【0100】平滑コンデンサが激減するため、従来スイッチオン時必要だったコンデンサ充電回路が不要となる。

【0101】制御回路は複雑となるが最近ほとんどマイコン化されているのでコスト増とはならずシステムの低価格化が期待できる。

【0102】平滑コンデンサ容量の激減のため、フィルムコンデンサなどの従来の電解コンデンサに比べて3~5倍長寿命のコンデンサが使用でき長寿命化も期待できる。

【0103】このように、特性をほとんど落とさず実用システムに最も必要な小型・軽量化、高効率化、単純化、低価格化、長寿命化が実現できるのが特徴である。

【図面の簡単な説明】

【図1】本実施例の回路図である。

【図2】直流リンク電圧と入力電流の関係を示し、リップルが多いと入力電流波形が正弦波に近づくことを示す図である。

【図3】直流リンク電圧にリップルを多く含ませるにはモータの端子電圧をリップルに従って変調する必要がありその時の端子電圧波形の概略を示している図である。

【図4】内部磁石形同期モータで弱め界磁制御したときの各部波形の様子を示したグラフである。

【図5】図4より、弱め界磁率と力率の関係を理論上求めた結果を示すグラフである。(弱め界磁による効率改善効果がわかるグラフである。)

【図6】制御回路の詳細を示した図である。d, q軸電流、電圧、実際の制御系統図である。

【図7】d, q軸電流、電圧の演算法を2つの形態について示した説明図であり、図7(a)はトルクを i_{dc} に追従させる方法、図7(b)は i_q^* を i_{dc} に追従させる方法を示したものである。

【図8】回転座標変換の変換方式を示した説明図である。

【図9】実際の内部磁石形同期モータについてシミュレーションを行ない入力電流波形を求めた(97%の効率が得られている)説明図である。図9(a)はシミュレーションのパラメータ(回転速度7200rpm, トルク2Nm)を示すもので、図9(b)は電源電圧、電流波形、直流リンク電圧波形を示すもので、図9(c)は回転角速度波形(指令値: 7200rpm)を示すもので、図9(d)はトルク波形(平均: 2Nm)を示すもので、図9(e)はインバータ出力電圧(線間)波形を示すものである。

【図10】従来の入力リアクトルを用いた波形・効率改善回路である。破線は倍電圧整流回路である。

【図 11】従来のアクティブフィルタ回路を使用した波形、力率改善回路である。

【符号の説明】

1 単相交流電源

2 ダイオード全波整流回路

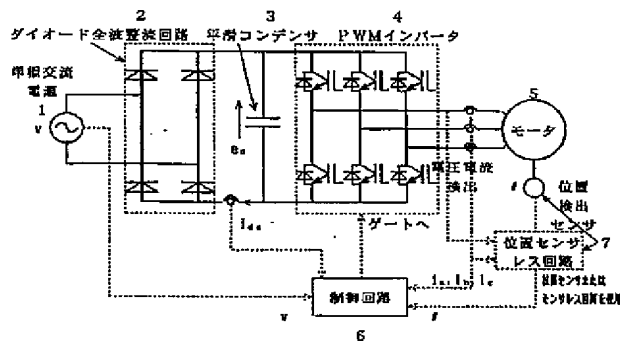
3 平滑コンデンサ

4 PWMインバータ

5 モータ（内部磁石形同期モータまたはリラクタンスモータ）

6 制御回路

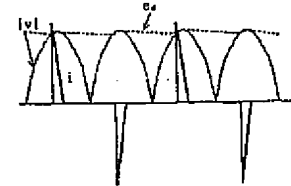
【図 1】



【図 2】

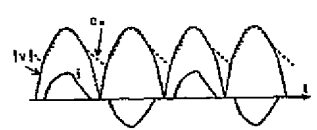
(a)

リップルの少ない電圧の場合

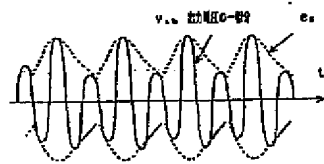


(b)

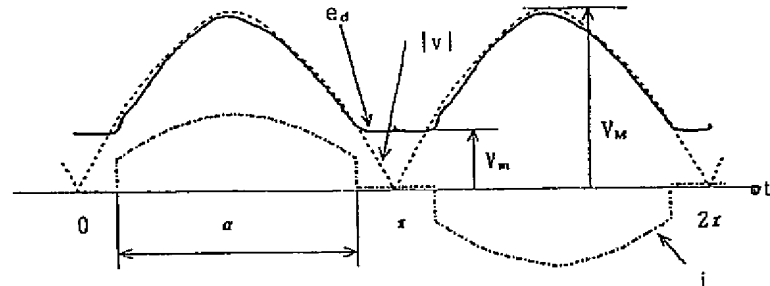
リップルの多い電圧の場合



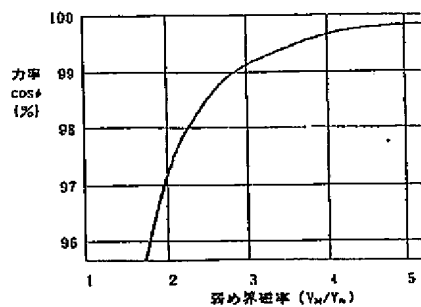
【図 3】



【図 4】



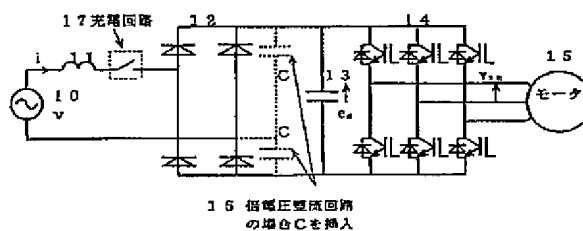
【図 5】



$$\cos(\alpha/2) = V_m/V_a$$

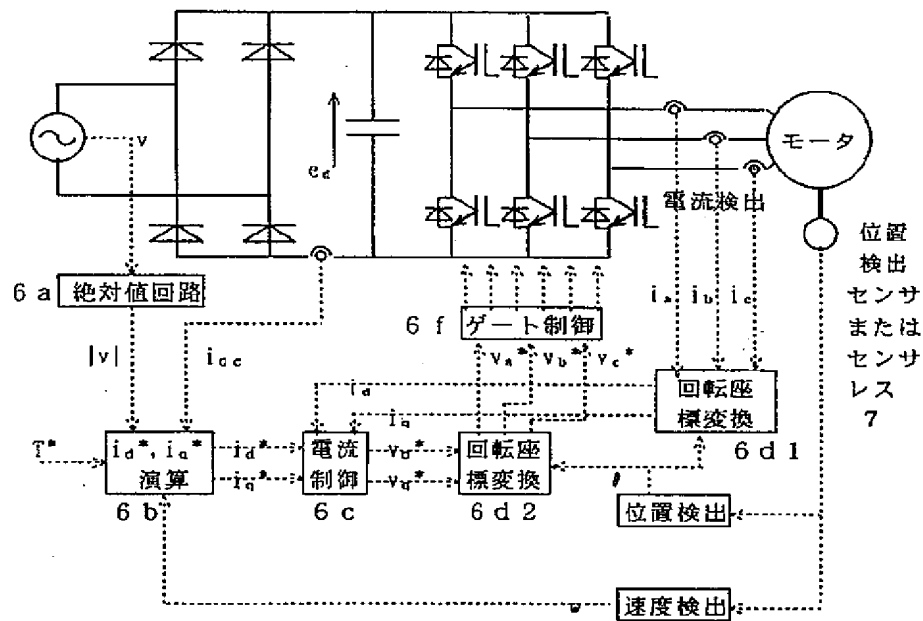
$$\cos \phi = \sqrt{(r \sin \alpha) / r}$$

【図 10】

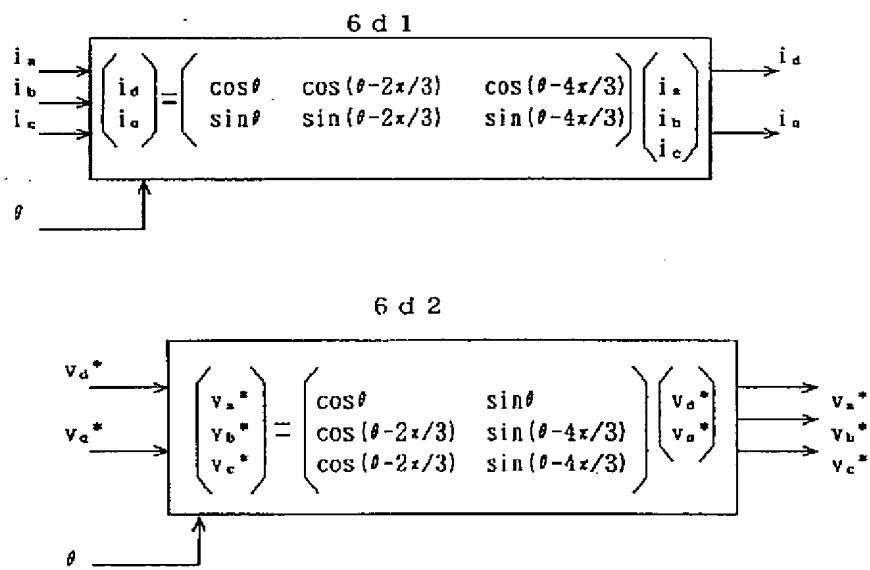


15 倍電圧整流回路
の場合 C を挿入

【図6】

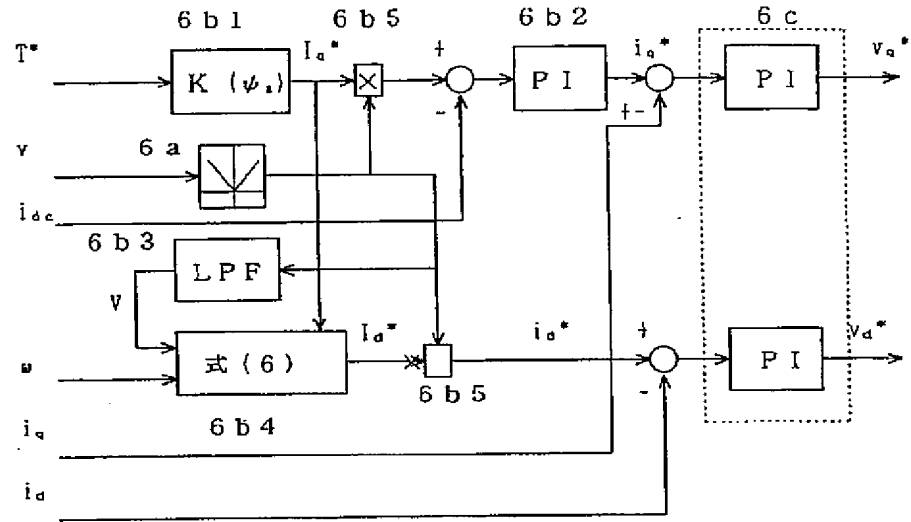


【図8】



【図7】

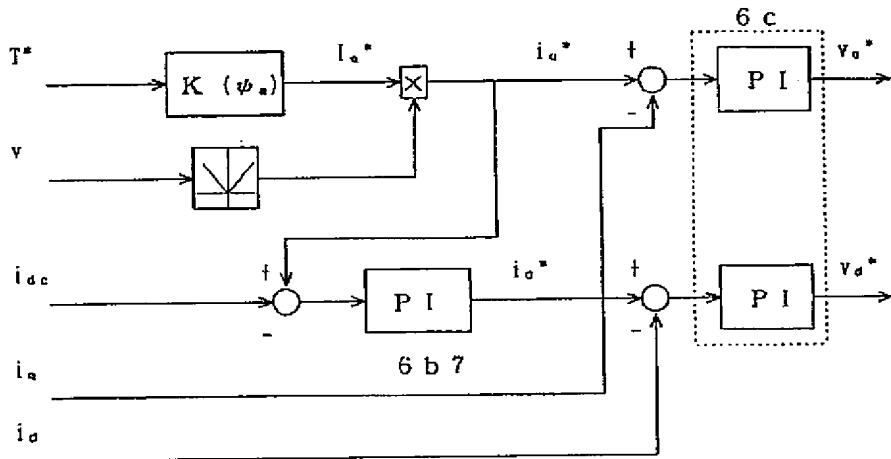
(a)



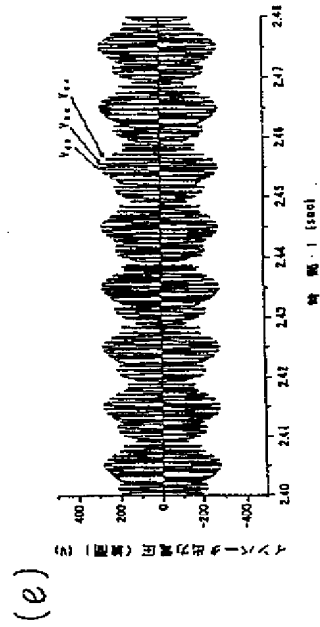
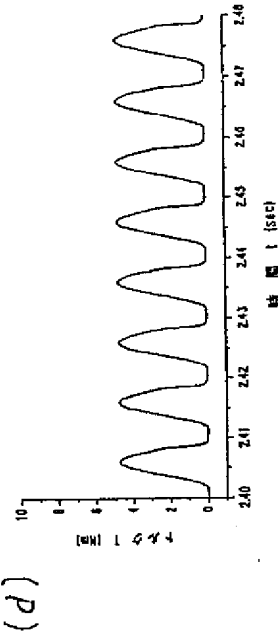
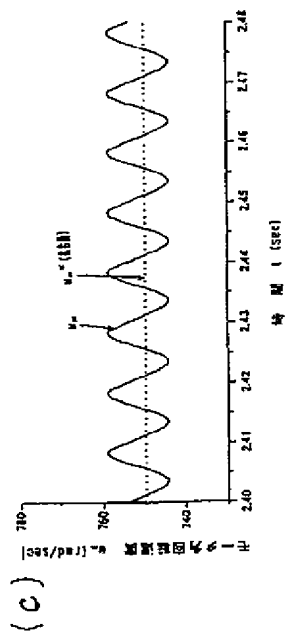
$$I_a^* = \frac{\psi_s}{L_d} + \frac{1}{L_d} \sqrt{\frac{V^2}{\omega^2} - (L_a I_a^*)^2} \quad \text{-----式(6)}$$

V : v の平均値 ψ_s : 永久磁石の磁束鎖交数 (リラクタンスマータの場合は0)

(b)



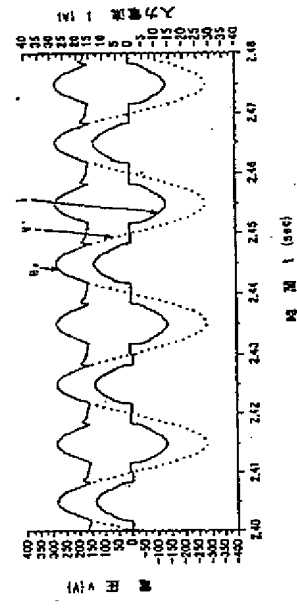
【図9】



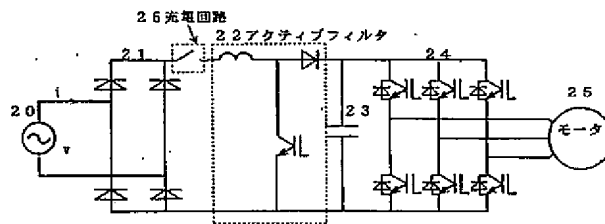
(a)

電源電圧	200[V]
電源周波数	50[Hz]
DCリンクコンデンサ容量	20[μF]
整流回路	0.19[Wb]
4極インダクタンス	12[mH]
4極インダクタンス	20[mH]
電感干渉抗	0.25[Ω]
負性インダクタ	$5.7 \times 10^{-4}[\text{kg} \cdot \text{m}^2]$
定値容量	1.5[kW]
定値周波数	7200[rpm]
極数	4

(b)



【図 11】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5H550 BB01 CC01 DD04 DD09 GG01
 GG03 GG05 HA09 HB08 HB16
 JJ03 JJ24 JJ26 LL01 LL22
 LL35
 5H560 BB04 BB12 DA00 DB00 DC12
 EB01 RR04 SS07 TT15 UA06
 XA02 XA04 XA12 XA13
 5H576 BB01 BB02 BB03 CC05 DD02
 DD07 DD09 EE01 EE02 EE11
 GG01 GG02 GG04 HA04 HB02
 JJ03 JJ24 JJ26 LL07 LL12
 LL22 LL41